

基于动态增益调节器的PMSM弱磁控制

张 豪, 刘付鑫

上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

收稿日期: 2024年10月20日; 录用日期: 2024年11月13日; 发布日期: 2024年11月20日

摘 要

在永磁同步电机(PMSM)弱磁控制中, 通常利用参考电压和PI控制器来产生磁通分量电流进而抵消永磁体的磁通量来达到提速效果。然而这种弱磁算法较为复杂, 且存在参数调整困难、转矩波动较大的问题。本文提出了一种基于转速变化的动态增益调节器(DGR)弱磁控制方案。该方案通过判断电机当前转速变化快慢和系统最大电流来调节弱磁电流 $d-q$ 轴分量, 以降低系统参数复杂度, 通过减小电机实际速度与目标加速度之间的差值, 来减小电机速度的超调量, 并使电机的速度误差最小化。最后在MATLAB/SIMULINK平台进行仿真, 结果表明该方法可有效降低弱磁过程中电机转速、转矩和电流波动, 改善系统动态性能, 进而实现更加稳定高效的电机控制。

关键词

永磁同步电机, 弱磁控制, 动态增益调节器

Dynamic Gain Regulator Based PMSM Field-Weakening Control

Hao Zhang, Fuxin Liu

School of Optoelectronic Information and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Oct. 20th, 2024; accepted: Nov. 13th, 2024; published: Nov. 20th, 2024

Abstract

In permanent magnet synchronous motor (PMSM) flux weakening control, the reference voltage and PI controller are usually used to generate the flux component current to offset the flux of the permanent magnet to achieve the speed up effect. However, this flux weakening algorithm is more complicated and has the problems of difficult parameter adjustment and large torque fluctuation. In this paper, a dynamic gain regulator (DGR) flux weakening control scheme based on speed change

文章引用: 张豪, 刘付鑫. 基于动态增益调节器的 PMSM 弱磁控制[J]. 建模与仿真, 2024, 13(6): 6109-6118.

DOI: 10.12677/mos.2024.136560

is proposed. The scheme regulates the d - q axis component of the flux weakening current by judging the current speed change speed of the motor and the maximum current of the system to reduce the complexity of the system parameters, reduces the overshoot of the motor speed by reducing the difference between the actual motor speed and the target acceleration, and minimizes the speed error of the motor. Finally, the simulation is carried out in MATLAB/SIMULINK platform, and the results show that the method can effectively reduce the motor speed, torque and current fluctuations during the flux weakening process, improve the dynamic performance of the system, and then realize more stable and efficient motor control.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor, Field-Weakening Control, Dynamic Gain Regulator

Copyright © 2024 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

PMSM 凭借其较高的功率密度和整体效率等优点[1] [2]在汽车领域尤其是电动和混合动力汽车中得到了广泛的应用。为了满足车辆行驶的宽速域需求,通常采用弱磁控制可以使 PMSM 在最大电压和电流的限制下进一步扩展电机转速范围[3]。一般, PMSM 工作区域分为低速区和弱磁区。当 PMSM 转速在低速区时,采用最大转矩电流比控制(MTPA)能够以最小的电流量产生所需转矩[4],很大程度上提高了电机转矩输出能力,降低了定子电流和铜耗,提高电机效率;当电机转速越过弱磁开启速度时,电机开始进入弱磁区域,弱磁控制通过调整电机电流进而减小电机气隙内的有效磁通来提升高速运行能力[5]。若要实现 MTPA 控制到弱磁控制的平稳过渡以及能够在宽速域中稳定运行,如何采取适当的控制方式以便于确定电机在有限电压和电流的作用下最优化给定 d - q 轴电流,是如今学者们在研究的重要课题[6]。

为了实现电机宽速域内稳定运行最大化电机效率,研究人员提出了各种办法。最初采用磁通分量电流与转子转速成反比减小的控制方式[7],但是该方式难以充分利用矢量控制所需的电压,电机驱动的效率可能会降低。Nalepa [8] [9]等人利用查表法来分配 d - q 轴电流,然而查表法对电机参数依赖性比较强,必须考虑到电机的变化特性,而且对不同条件下的实验必须事先进行,这又增加了控制器的设计难度。为了克服这些问题, Jacob [10]-[12]等人引入了前馈和反馈弱磁方法。在前馈弱磁控制中,利用电机参数特性以及直流母线电压值计算参考电流[13],运算量较大,且作为基于模型的控制方法,前馈弱磁对电机参数变化较为敏感。反馈弱磁控制是通过适当的回路反馈来直接调节逆变器的输出电压,通过改变 d - q 轴电流大小以提高电机速度,该方法未使用电机参数,控制结构简单,鲁棒性较强[14],但由于电机在电压饱和点附近运行,传统反馈环节中使用的 PI 调节器会产生震荡,控制性能较差[15]。

基于以上分析本文提出了一种改进的弱磁控制方法,通过采用动态增益调节器来替代反馈弱磁控制中的 PI 调节器,根据电机转速和转矩情况动态调节反馈量大小,降低系统参数设定的复杂度,减小电机转矩脉动,确保电机在低速区到弱磁区的过渡平稳。提高弱磁控制转矩输出的准确性,使电机运行更平稳。

2. PMSM 数学模型

为了便于分析,暂不考虑铁芯饱和,高次谐波,感应电动势为正弦形式,同步旋转坐标系下永磁同步电机方程组如下:

$$\begin{cases} u_d = i_d R_s + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = i_q R_s + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \varphi_m) \end{cases} \quad (1)$$

式中 u_d 、 u_q 、 i_d 和 i_q 分别是 PMSM 定子电压 d - q 轴分量, 定子电流 d - q 轴分量, R_s 为定子电阻, L_d 和 L_q 为 d - q 轴同步电感, φ_m 为永磁体的磁通量, ω_e 为电角速度。

电机电磁转矩取决于 d - q 轴电流分量 i_d 和 i_q , 磁通 φ_m 以及极对数 P_n , 可表示为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n i_q ((L_d - L_q) i_d + \varphi_m) \quad (2)$$

忽略摩擦和阻尼力矩, 电机动力学方程为下式:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L \quad (3)$$

其中, J 为电机转动惯量, T_L 为电机负载转矩, ω_m 为电机机械角速度, 与电角速度 ω_e 关系如式(4)所示:

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{P_n} \quad (4)$$

3. 弱磁控制区域分析

通常, 根据转速特性和转矩特性可将 PMSM 的工作区域分为低速区和弱磁区, 对于低速区域变量控制限制较少, 使给定电流下输出转矩最大即可, 然而电机一旦进入高速区即弱磁控制区, 电压、磁通、电流和转矩都会面临着各自的限制, 为了使电机在宽速域中稳定运行, 必须解决这些限制问题。

式(1)在稳态下, 忽略导数项和电阻引起的电压降可简化为:

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e (L_d i_d + \varphi_m) \end{cases} \quad (5)$$

电机定子电压和定子电流存在最大限幅值, 可表示为:

$$\begin{cases} u_d^2 + u_q^2 \leq U_m^2 \\ i_d^2 + i_q^2 \leq I_m^2 \end{cases} \quad (6)$$

其中 U_m 和 I_m 分别为电压和电流的最大值, 将式(5)代入式(6)中可得到电压约束方程如下所示:

$$u_d^2 + u_q^2 = (L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \varphi_m)^2 = \left(\frac{U_s}{\omega_e} \right)^2 \leq \left(\frac{U_m}{\omega_e} \right)^2 \quad (7)$$

其中 U_s 为端电压大小, 根据式(6)和式(7), 可以画出不同电机转速下电压限制和电流限制轨迹, 如图 1 所示。

当电机在低速区以 MTPA 方式控制运行时, 对于表贴式 PMSM 来说, 相当于 $i_d=0$ 控制, 如图 1 中与 q 轴相重合的轨迹 OB, 电机可在该轨迹上任意点工作。而随着电机转速增加, MTPA 控制达到电机电压的最大值, 此时为了继续提高转速, 便向负方向增加 d 轴电流, 使电机进入弱磁状态, 使定子电压保持在其极限范围内, 而定子磁链则会逐渐降低, 其轨迹如图 1 中恒转矩曲线 AC。随着电机转速的提高, 电机总电流会逐渐增大, 当电流也达到极限时, 电机同时被电流和电压所限制, 此时若想再继续提速, 只能使电流轨迹沿着电流极限圆向下, 继续减小磁通, 如图 1 中 CD 段。直至达到极限点附近, 即电流极限圆与 d 轴的交点 D, 此时转速无法继续提升, 且电机转矩近乎为零, 由弱磁过程工作点 D 的特点可

得电机最大转速方程为:

$$\omega_{mm} = \frac{U_m}{(-L_d I_m + \varphi_m) P_n} \quad (8)$$

式中, ω_{mm} 为最大机械角速度。对于不同参数的电机, 弱磁过程会有所不同, 若电压极限圆圆心位于电流极限圆以内, 由式(7)可知, 电压极限圆的半径会越来越小, 不考虑电磁和机械损失, 理论上转速达到极限时电压圆会收缩到中心点, 此时转速为无限速, 磁通近乎为零。

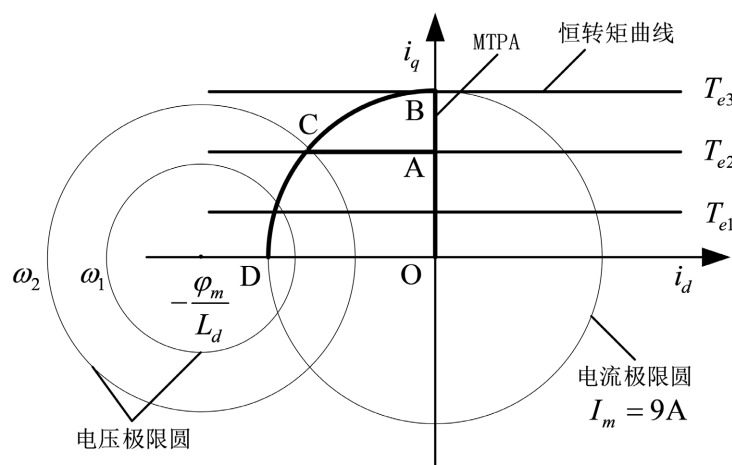


Figure 1. Flux weakening control operating curve

图 1. 弱磁控制工作曲线

受电流和电压约束的限制, 在任何运行速度下, 所需转矩都不能超过最大转矩。由式(2)可知, 在图 1 中 T_{e3} 为电机能输出的最大理论转矩, 若电机在该点达到电压限制, 那么向弱磁区域过渡时, 电流轨迹将直接从 MTPA 轨迹上转换到电流限制圆上面, 而不再有恒转矩控制过程, 电流的最优轨迹为 OABCD, 若电机转矩未达到最大转矩时电压达到饱和, 弱磁过程会先从恒转矩控制开始, 电流的最优轨迹为 OACD。

4. 动态增益调节器设计

在传统 PMSM 弱磁控制中, 采用基于电压反馈的方法, 在受电机参数影响较小的情况下, 使电机的控制电压最大化, 且保证电压不会超过系统所允许的最大限压, 原理框图如图 2 所示。

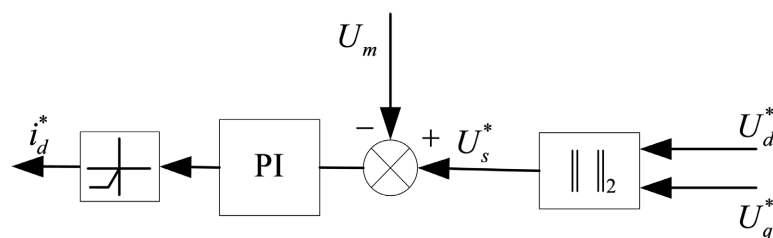


Figure 2. Voltage feedback schematic

图 2. 电压反馈原理图

由于 PI 调节器需要使用各种电机参数来设计, 且参数整定过程较为复杂, 且调节器工作时, 电压处于饱和点附近, 使得调节器输出有些波动, 并不能产生很好的控制效果。图 3 是采用 PI 调节器的电流工作轨迹。其中转速给定值为 2500 rpm, 转矩限幅值分别设为 $T_e = 0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、 $T_e = 0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $T_e = 0.7 \text{ N}\cdot\text{m}$,

负载 $T_L = 0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。由图 3 可以看出, 电机工作在 MTPA 部分时并无影响, 一旦进入弱磁部分, 其电流轨迹都会产生一些抖动。因此, 为了降低调试难度, 提高系统的动态性能, 本文提出了一种动态增益调节器。调节器通过电压反馈结构产生电流参考, 且与传统反馈控制方法相比, 两者能输出的最大控制变量范围相同, 其弱磁工作区域的范围也相同。

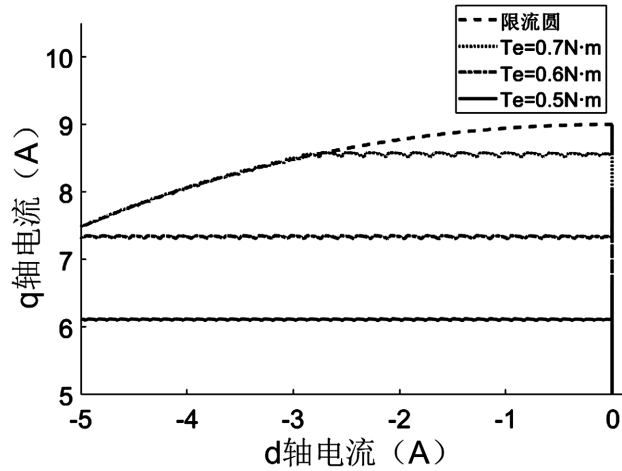


Figure 3. Negative feedback flux weakening control current trajectory
图 3. 负反馈弱磁控制电流轨迹

开始弱磁控制时, 电压达到最大值, 此时工作点也在 MTPA 控制下, 电机 d 轴电流为 0A , 代入到式 (7) 可得到弱磁开启速度 ω_{fw} :

$$\omega_{fw} = \frac{U_m}{P_n \sqrt{\varphi_m^2 + (L_q i_q)^2}} \quad (9)$$

进入弱磁区域, 当电机速度不断上升时, 其 d 轴电流不断向负方向增加, 如图 4 所示, 考虑到永磁同步电机速度的变化对本身电流也会相应的影响, 电机在加速度 α 作用下达到最大速度 ω_{mm} 时, 相应的 d 轴电流会以 Δi_{dr} 的趋势达到 $-I_m$, 这样可以提高系统调节速度, 并且降低电机速度超调, 使电机运行更稳定。由式 (3) 可知, 电机转速变化与电机电磁转矩以及带载大小有关。由此可得到电机速度和电流变化方程如下:

$$t_2 - t_1 = \frac{\omega_{mm} - \omega_{fw}}{\alpha} = \frac{J(\omega_{mm} - \omega_{fw})}{T_e - T_L} \quad (10)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{-I_m}{\Delta i_{dr}} \quad (11)$$

结合方程 (10) 和方程 (11) 可得到电流变化大小 Δi_{dr} 为:

$$\Delta i_{dr} = \frac{-(T_e - T_L) I_m}{(\omega_{mm} - \omega_{fw}) J} \quad (12)$$

在弱磁过程中, 假设电机始终在最佳工作点运行, 随着转速的变化, 定子电压本应随着转速上升继续增加, 但由于系统各部分限制, 电压在达到一个饱和值 U_m 后无法再增加, 因此将增加的电压转换成增大的 d 轴退磁电流, 对于相同转速变化考虑 d 轴电流和电压变化关系, 由式 (7) 可得:

$$\begin{cases} \left(\frac{U_m + \Delta U}{P_n \omega_{mr}} \right)^2 = (L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \varphi_m)^2 \\ \left(\frac{U_m}{P_n \omega_{mr}} \right)^2 = (L_q i_q)^2 + (L_d (i_d + \Delta i_d) + \varphi_m)^2 \end{cases} \quad (13)$$

其中 ΔU 和 Δi_d 为等效转速提升下电压增量和电流增量, ω_{mr} 为目标速度, 将联立两式并整理可得到 ΔU 与 Δi_d 之间等效关系如下:

$$\frac{\Delta U^2 + 2\Delta U U_m}{-P_n^2 \omega_{mr}^2} = L_d^2 \Delta i_d^2 \left(1 + \frac{2i_d}{\Delta i_d} + \frac{2\varphi_m}{\Delta i_d L_d} \right) \quad (14)$$

由弱磁过程特点可知, 初始状态为 MTPA 与弱磁工作曲线交点, 此时 d 轴电流 $i_d = 0$ 。根据永磁同步电机工作参数特点有 $\Delta U \ll U_m$, $L_d \ll \varphi_m$ 。因此, 忽略(14)式中的小项可得到 ΔU 到 Δi_d 转换方程如下:

$$\Delta U U_m = -P_n^2 \omega_{mr}^2 \Delta i_d L_d \varphi_m \quad (15)$$

电压到电流的转换系数 K_m 为:

$$K_v = \frac{U_m}{-P_n^2 \omega_{mr}^2 L_d \varphi_m} \quad (16)$$

电流命令值以电压反馈误差 $U_{er} = U_m - U_s$ 作为变增益调节器的输入, 当 $U_{er} > 0$ 时, 说明电压未达到最大值, 系统未运行在最佳工作点, 调节器正向输出, 提高系统调节速度, 且要保证 $i_d \leq 0$; 当 $U_{er} < 0$ 时, 说明电压已达到最大值但仍不能满足转速需求, 调节器反向输出, 减小磁通分量电流, 增加弱磁深度。由式(12)和式(16)可得调节器输出方程为:

$$i_d^* = \frac{(T_e - T_L) I_m U_m U_{er}}{(\omega_{mm} - \omega_{fw}) J P_n^2 \omega_{mr}^2 L_d \varphi_m} \quad (17)$$

结合两节描述, 改进后的弱磁控制系统总框图如图 5 所示。

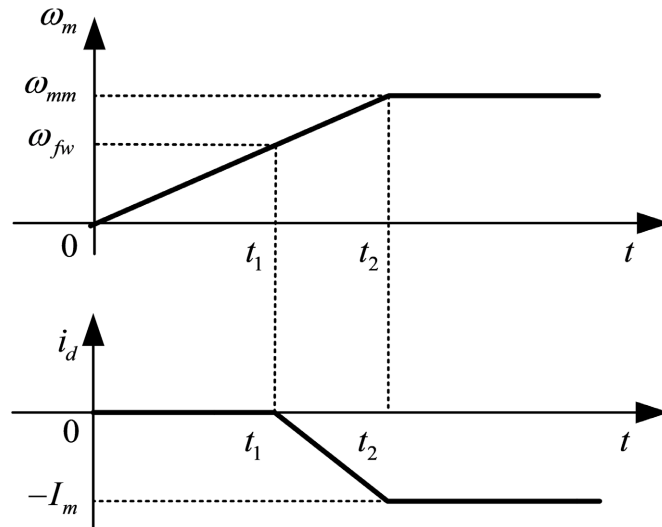


Figure 4. Rotation speed current increment change curve
图 4. 转速电流增量变化曲线

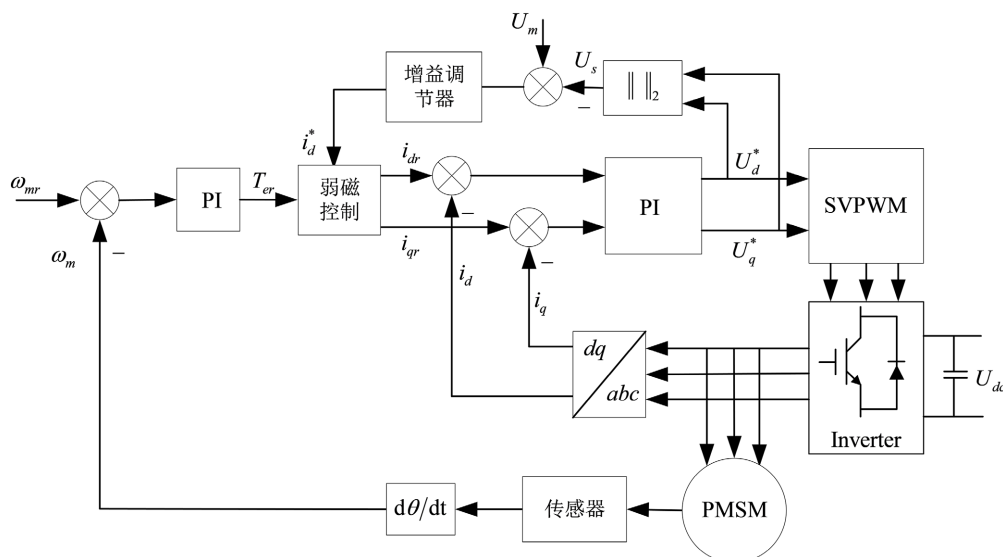


Figure 5. System control general block diagram
图 5. 系统控制总框图

5. 仿真验证

为了验证本文所提出的改进方案的控制性能,根据总框图 5 在 Matlab/Simulink 平台上建立了进行了仿真实验。实验电机参数如表 1 所示:

Table 1. Motor parameters
表 1. 电机参数

参数名称	数值
直流侧电压/V	24
定子电阻/ Ω	0.1763
定子电感/mH	0.195185
转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.00058
极对数	5
磁链/Wb	0.0109

实验针对永磁同步电机在弱磁区运行时输出转矩波动的特性,分别对 PI 负反馈控制和基于动态增益调节器(DGR)进行实验,并对比不同控制方式下系统控制性能来验证改进方案对提高电机转矩控制精度的有效性。其中,转速给定设为 2500 rpm,输出参考转矩最大值为 $0.5\text{ N}\cdot\text{m}$,电流最大值为 9 A,负载转矩为 $0.2\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

由图 6、图 7 可知, 在 0.45 s 前, 电机还未进入弱磁区域, PI 负反馈控制和 DGR 控制效果相同, 0.45 s 后电机进入弱磁区域, 此时两种控制方式转速差别不大, 但是 PI 负反馈控制下转矩波动量明显大于 DGR 控制, 这是因为 PI 调节器在电压饱和点工作性能差所导致的, 而本文所设计的 DGR 根据转速变化调整电流, 反应速度快, 转矩波动较小。在 0.5 s 后, PI 控制转速先一步达到给定值, 但此时转矩并未稳定, 系统仍处在调节状态, 为了使系统稳定, PI 调节器输出的转矩给定会发生突变, 电机转矩发生震荡, 电流也会震荡。

在 DGR 控制下, DGR 的作用电机转速和转矩变化平稳。图 8 和图 9 分别为 PI 负反馈控制和 DGR 控制方式下 d - q 轴电流轨迹图, 以 d 轴电流为横坐标 q 轴电流为纵坐标可以更直观地展示弱磁控制过程中不同控制方式下对电机 d - q 电流的分配情况, 可以看出 PI 控制下系统向目标点收敛时轨迹为螺旋形状, 电流波动较大, 而在 DGR 控制下 d - q 电流轨迹直接向目标点收敛, 系统运行更稳定。当运行条件变化时, 如负载转矩为 $0.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 或输出参考转矩最大值为 $0.4 \text{ N}\cdot\text{m}$, 其 d - q 轴电流变化如图 10 所示, 电机仍可以平稳运行。

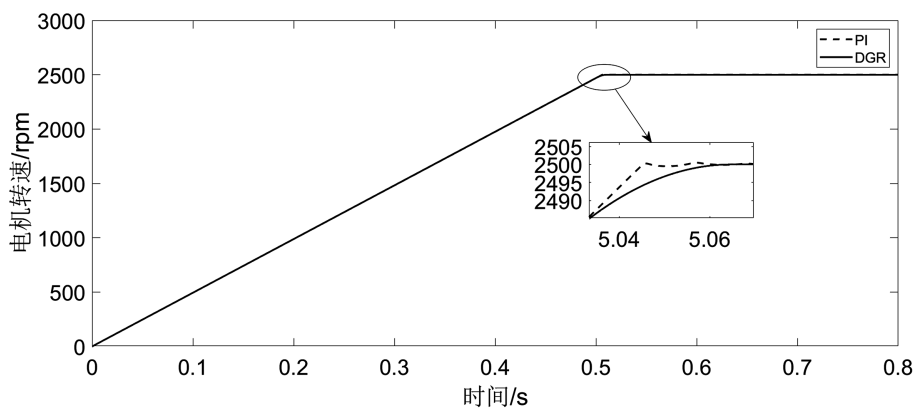


Figure 6. PI negative feedback control and DGR control speed waveforms
图 6. PI 负反馈控制和 DGR 控制转速波形

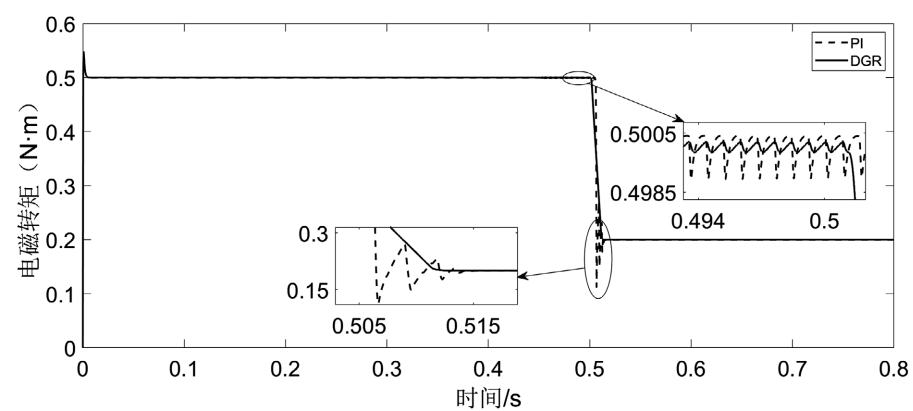


Figure 7. PI negative feedback control and DGR control torque waveforms
图 7. PI 负反馈控制和 DGR 控制转矩波形

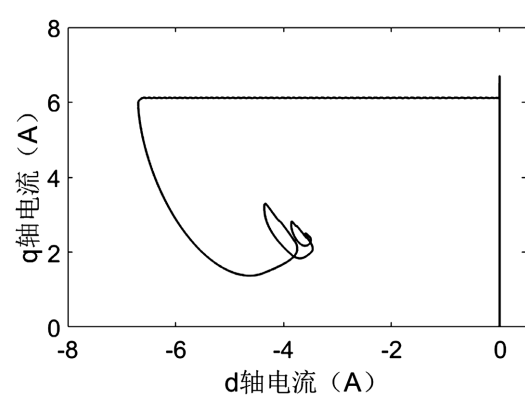


Figure 8. PI negative feedback control d - q axis current trajectory diagram
图 8. PI 负反馈控制 d - q 轴电流轨迹图

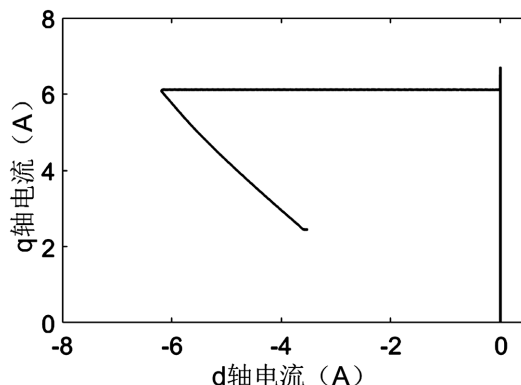


Figure 9. DGR control d - q axis current trajectory diagram

图 9. DGR 控制 d - q 轴电流轨迹图

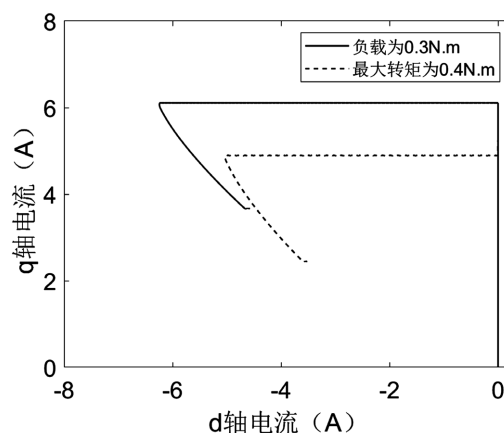


Figure 10. DGR control d - q axis current trajectories under different conditions

图 10. 不同条件下 DGR 控制 d - q 轴电流轨迹图

6. 结论

本文针对 PMSM 电机弱磁控制参数调整复杂, 转矩波动较大, 控制不平稳问题, 提出了一种优化的弱磁控制方案。该方案的主要特点是用动态增益调节器代替 PI 调节器, 采用电机的速度、电流和加速度来计算合适常数的方法根据电机转速变化分配弱磁电流分量, 以减小反馈误差, 在简化调参过程的同时提高系统弱磁反应速度, 降低转矩波动。实验结果表明, 相较于 PI 负反馈弱磁控制, 优化后的控制方案参数调节更为简便。通过调整电流增量, 动态增益调节器能够将速度超调降低约 2%, 稳态转矩波动约为原来的 32%, 还使得电机转速和转矩能更精确地跟随目标值。该方案对 PMSM 的高速平稳控制有着一定的意义。

参考文献

- [1] Wen, Y., Zheng, H., Yang, F. and Zeng, X. (2021) A Novel MTPA and Flux Weakening Method of Stator Flux Oriented Control of PMSM. *Transportation Safety and Environment*, **3**, tdab008. <https://doi.org/10.1093/tse/tdab008>
- [2] Qureshi, I. and Sharma, V. (2023) Wide Speed Range and Torque Control of IPMSM with MTPA-MTPV Field Weakening Control. *Arabian Journal for Science and Engineering*, **49**, 15833-15848. <https://doi.org/10.1007/s13369-023-08635-6>
- [3] 黄健, 王晨, 江明, 等. 航空永磁同步发电机系统改进型电压反馈弱磁控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2521-2532.

-
- [4] 金宁治, 周凯, Herbert Ho-Ching IU. 带有自适应参数辨识的 IPMSM MTPA 控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(7): 90-101.
 - [5] 张朋辉. 永磁同步电动机弱磁控制策略的研究与仿真[J]. 防爆电机, 2022, 57(3): 45-48+54.
 - [6] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2496-2512.
 - [7] Xu, X. and Novotny, D.W. (1992) Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **28**, 1353-1358. <https://doi.org/10.1109/28.175288>
 - [8] Nalepa, R. and Orlowska-Kowalska, T. (2012) Optimum Trajectory Control of the Current Vector of a Nonsalient-Pole PMSM in the Field-Weakening Region. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **59**, 2867-2876. <https://doi.org/10.1109/tie.2011.2116755>
 - [9] Kim, D. and Lee, J. (2020) Low Cost Simple Look-Up Table-Based PMSM Drive Considering Dc-Link Voltage Variation. *Energies*, **13**, Article 3904. <https://doi.org/10.3390/en13153904>
 - [10] Jacob, J., Bottesi, O., Calligaro, S. and Petrella, R. (2021) Design Criteria for Flux-Weakening Control Bandwidth and Voltage Margin in IPMSM Drives Considering Transient Conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **57**, 4884-4900. <https://doi.org/10.1109/tia.2021.3085535>
 - [11] 罗宇, 李政, 桂永麟, 等. 基于模型预测控制算法的永磁同步电机弱磁控制新策略[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 68-77.
 - [12] 姚博炜, 刘志军, 王国栋, 等. 车用永磁同步电机最大转矩电流比控制研究[J]. 微特电机, 2023, 51(5): 55-60.
 - [13] Lemmens, J., Vanassche, P. and Driesen, J. (2015) PMSM Drive Current and Voltage Limiting as a Constraint Optimal Control Problem. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **3**, 326-338. <https://doi.org/10.1109/jestpe.2014.2321111>
 - [14] Fan, S., Zhang, Y., Jin, J., Wang, X. and Tong, C. (2022) Deadbeat Predictive Current Control of PMSM Drives with an Adaptive Flux-weakening Controller. *IET Power Electronics*, **15**, 753-763. <https://doi.org/10.1049/pel2.12265>
 - [15] 李思毅, 苏健勇, 杨贵杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6135-6144.